

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 702 797**

51 Int. Cl.:

G01S 13/90 (2006.01)

G01S 7/292 (2006.01)

G06F 17/14 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **09.03.2012 PCT/EP2012/054146**

87 Fecha y número de publicación internacional: **13.09.2012 WO12120126**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.03.2012 E 12708320 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.09.2018 EP 2684073**

54 Título: **Sistema de receptor digital de radiofrecuencia y procedimiento**

30 Prioridad:

10.03.2011 GB 201104107

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

05.03.2019

73 Titular/es:

**LEONARDO MW LTD (50.0%)
Christopher Martin Road
Basildon, Essex SS14 3EL, GB y
THE UNIVERSITY COURT OF THE UNIVERSITY
OF EDINBURGH (50.0%)**

72 Inventor/es:

**MACKERRON, GRAHAM HENRY y
MULGREW, BERNERD**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 702 797 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Sistema de receptor digital de radiofrecuencia y procedimiento

5 La invención se refiere a receptores digitales de radiofrecuencia (RF). Más específicamente, pero no exclusivamente, se refiere a receptores digitales de RF utilizados para la detección de objetivos que utilizan una transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés) unidimensional con una función de ventana concreta aplicada a una ventana de captura de datos (DCW, por sus siglas en inglés) antes de la DFT.

10 Es una práctica estándar, en un receptor digital de RF que utiliza una transformada discreta de Fourier (DFT), seleccionar una función de ventana concreta, a veces denominada cono de datos, que se ha de aplicar antes de un bloque de DFT (como se muestra en la Figura 1). Una vez seleccionada, las propiedades de esta función de ventana se aplican a todos los intervalos de frecuencias en la salida del bloque de DFT. Si se requiere una función de ventana diferente con propiedades asociadas diferentes en los intervalos de frecuencia, la mejor solución actualmente disponible es esperar hasta que el bloque de DFT termine de procesar la DCW actual. Posteriormente, se cargaría la función de ventana diferente y se aplicaría ésta a la siguiente DCW. Las propiedades de la función de ventana diferente se aplicarían a todos los intervalos de frecuencia en la salida del bloque de DFT.

15 La elección real de la función de ventana (que puede interpretarse como un filtro) es un compromiso entre las métricas de la respuesta del dominio de frecuencia del filtro, tal como un ancho de banda equivalente de ruido (NEB, por sus siglas en inglés); niveles de lóbulos laterales; pérdida de festoneado; resolución de 3 dB y resolución de 6 dB. Las funciones de ventana que tienden a tener niveles de lóbulos laterales bajos tienen también una peor resolución de frecuencia y un peor NEB (de lo cual un ejemplo es una ventana Hamming). Estos factores de compromiso crean problemas para la detección en receptores digitales de RF:

20 En primer lugar, una peor resolución de frecuencia crea dificultad a la hora de hallar señales poco separadas en frecuencia.

En segundo lugar, un aumento del NEB es de hecho una pérdida en ganancia de procesamiento algorítmico, que en última instancia lleva a una pérdida en el alcance de detección del receptor digital de RF.

25 En tercer lugar, los niveles de lóbulos laterales altos causan dificultades a la hora de hallar señales débiles en presencia de señales fuertes, cuyos lóbulos laterales tienden a enmascararlas.

30 Son necesarias reglas de decisión para sacar sentido a la estimación espectral formada a partir de la salida del bloque de DFT. Las reglas de decisión son esencialmente una descripción algorítmica de la respuesta del dominio de frecuencia de la función de ventana utilizada delante de la DFT. Tales reglas de decisión son la práctica estándar y típicamente son subóptimas si hay señales poco separadas.

Una técnica conocida en el campo de la partición en ventanas adaptativa se describe en THOMAS G et al "Sidelobe apodization in Fourier imaging" Conference record of the 35th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, Nov 4-7 2001 .IEEE, US, 4 Nov 2001 páginas 1.369 a 1.373 vol 2.

35 Una técnica conocida en el campo de la partición en ventanas adaptativa se describe en la patente de EE.UU. 5,349,359, donde se describe el uso de una apodización variable en el espacio (SVA, por sus siglas en inglés) para la utilización en un sistema de procesamiento de imágenes. Además, se cree que la formulación de SVA utilizada en esta patente actúa en conjuntos de datos reales e imaginarios por separado.

40 La patente de EE.UU. 6,298,363 describe una partición en ventanas adaptativa de datos de FFT para una resolución aumentada y un rechazo de lóbulos laterales en un sistema. Sin embargo, esto es aplicable sólo al uso de una formulación de SVA de 5 puntos conjunta, una formulación de SVA de 7 puntos conjunta y una formulación que seleccione el mínimo de los resultados de las formulaciones de SVA de 5 puntos y de 7 puntos conjuntas.

45 Además, "Nonlinear Apodization for Sidelobe Control in SAR Imagery," IEEE Trans. On Aerospace and Elect. Syst., vol. 31, nº. 1, págs. 267 - 279, enero 1995 por H.C. Stankwitz, R. J. Dallaire y J. R. Fienup, obtiene dos formulaciones de SVA de 3 puntos: una donde actúa por separado sobre partes reales e imaginarias de conjuntos de datos y otra donde actúa conjuntamente sobre partes reales e imaginarias. La formulación de 3 puntos de SVA es el tipo utilizado en este dispositivo.

50 Tales solicitudes anteriores de SVA se han concentrado en el uso de SVA en sistemas de formación de imágenes y en particular en imágenes de SAR. Además, los sistemas anteriores que utilizan SVA han mencionado sólo la formulación de la SVA de 3 puntos a partir de las partes separadas real e imaginaria de conjuntos de datos o la formulación de la SVA de 5 puntos conjunta y de 7 puntos conjunta. Ninguna solicitud anterior ha mencionado la optimización de la SVA para el procesamiento digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés).

La presente invención, como se describe posteriormente con mayor detalle, es en su mayor parte similar a los receptores digitales de RF convencionales que utilizan una DFT, excepto por la eliminación de una función de

ventana, la eliminación de reglas de decisión y la adición de SVA. En una forma de la invención, la SVA está optimizada para el DSP.

5 La técnica SVA mejora eficazmente la estimación espectral minimizando lóbulos laterales mientras mantiene la resolución del lóbulo principal del dominio de frecuencia de una función de ventana rectangular. Esto lleva a una detección optimizada en el receptor digital de RF.

La invención es diferente de anteriores solicitudes de SVA tales como las anteriormente descritas, dado que se utiliza en un papel de detección en un receptor digital de RF y en una forma de la invención está optimizada para el DSP.

10 La invención tiene el objetivo de vencer las limitaciones relacionadas con la función de ventana de los receptores digitales de RF convencionales (véase la Figura 1 en cuanto a un diagrama de un receptor de este tipo).

De acuerdo con la presente invención, se proporcionan un aparato y un método como los expuestos en las reivindicaciones independientes. En las reivindicaciones dependientes se reivindican realizaciones de la invención.

15 Como se describirá posteriormente, el uso de SVA en la salida del bloque de DFT significa que tanto el bloque de función de ventana como el bloque de reglas de decisión pueden eliminarse del receptor digital de RF y, lo que es crucial, se evita el compromiso entre los factores anteriormente descritos y por lo tanto se optimiza la detección.

En esencia, la SVA se utiliza en esta invención en un papel de detección, y en una forma de la invención se aplica de una manera optimizada para el DSP.

A continuación se describe la invención con referencia a los siguientes dibujos esquemáticos, en los que:

20 la Figura 1 muestra un diagrama de bloques esquemático de una forma de receptor digital de radiofrecuencia conocido;

la Figura 2 muestra una serie de gráficos que representan funciones de ventana y respuestas de dominio de frecuencia para el receptor de radiofrecuencia de la Figura 2;

25 la Figura 3 muestra un diagrama de bloques esquemático de un receptor digital de radiofrecuencia de acuerdo con una forma de la invención, que incluye un medio 13 de SVA después de un medio para aplicar una transformada discreta de Fourier (DFT) 7;

la Figura 4 muestra un gráfico de una característica de funcionamiento de receptor para un receptor digital de RF, concretamente la detección de un tono contra ruido blanco, para un sistema tal como el mostrado en la Figura 3; y

30 la Figura 5 muestra un gráfico de otra característica de funcionamiento de receptor para un receptor digital de RF, concretamente la detección de una señal contra un tono de interferencia y ruido blanco, para un sistema tal como el mostrado en la Figura 3.

La Figura 1 muestra un diagrama de bloques de un receptor digital 1 de RF convencional conocido. La arquitectura exacta del receptor digital de RF puede variar, pero en la Figura 1 se muestran las etapas clave necesarias para la detección. En la entrada de la antena 2 a un amplificador 3 con bajo nivel de ruidos se recibe una señal, que entonces se transmite, a través de otro medio 4 de amplificación, a un convertidor analógico-digital (ADC, por sus siglas en inglés) 5. El ADC envía grupos de secuencias de muestras, denominadas DCW, que han de ser ponderadas mediante una función de ventana aplicada a través de un medio 6 adecuado. La elección de la función de ventana aplicada en 6 limita la estimación espectral a una resolución de frecuencia concreta (relacionada con el ancho del lóbulo principal de la respuesta de dominio de frecuencia de la función de ventana), un nivel concreto de fuga espectral de lóbulos laterales y una pérdida de procesamiento concreta (debida al NEB de la ventana). Estos factores sólo pueden compensarse entre sí y cambiarse mediante un cambio de DCW por DCW cargando una función de ventana alternativa después de que la DFT haya procesado la DCW actual. La salida de señal en 6 tiene una transformada discreta de Fourier (DFT) aplicada mediante un medio adecuado en 7, que entonces se convierte en coordenadas polares en 8 para formar una estimación espectral 9. Ésta se compara entonces con un umbral de detección a través de un medio 10 de comparación adecuado y se aplican reglas 11 de decisión para dar salida a decisiones de detección finales para cada intervalo 12 de frecuencias.

Por ejemplo, en la Figura 2(a) la ventana rectangular tiene una respuesta de dominio de frecuencia mostrada en el recuadro (b) que tiene buena resolución de frecuencia (lóbulo principal estrecho), pero mala protección contra fugas espectrales (lóbulos laterales altos). En la Figura 2(c), la ventana de Hann tiene las propiedades opuestas. Esto se muestra en el recuadro (d): tiene mala resolución de frecuencia (lóbulo principal ancho), pero buena protección contra fugas espectrales (lóbulos laterales bajos). Además, debido a la atenuación de las muestras en los extremos de las funciones de ventana de Hann y Chebyshev en las Figuras 2 (c) y (e), experimentan una pérdida de procesamiento, donde se atenúa algo de potencia de señal.

El medio 11 de reglas de decisión de la Figura 1 se requiere para describir el patrón de la respuesta de dominio de frecuencia de la función de ventana que haya sido elegida. Esta lógica es necesaria para impedir falsas detecciones

debidas a lóbulos laterales altos o lóbulos principales anchos. Un ejemplo de tal regla de decisión podría fijar que si se halla un pico espectral grande en un intervalo de frecuencias y si se ha utilizado una función de ventana de Hann, entonces no se permiten detecciones en los intervalos directamente adyacentes porque es probable que éstas se deban al lóbulo principal ancho.

5 La Figura 3 muestra el diagrama de bloques para el receptor digital 1 de RF de la invención, que incorpora al flujo de datos la técnica SVA de 3 puntos conjunta. Las características compartidas entre los sistemas de la Figura 1 y de la Figura 3 tienen los mismos números de referencia.

En la Figura 3, el dispositivo es un receptor digital de RF que utiliza la técnica SVA de 3 puntos conjunta (SVA) a través de un medio 13 adecuado después del medio 7 de DFT, en lugar de la aplicación de una función de ventana mediante un medio 6 adecuado antes del medio 7 de DFT. El ADC 5 envía DCW que han de ser procesadas mediante la DFT 7, cuya salida compleja es procesada mediante la SVA 13. La técnica SVA permite eficazmente que cada intervalo de frecuencias tenga su propia función de ventana de dominio temporal correspondiente elegida de la familia de funciones de ventana de coseno alzado. La técnica SVA elige la función de ventana óptima de esta familia según una sencilla ecuación de minimización de potencia (véase la Ecuación 1). Después de la aplicación de la SVA 13, se forma 9 una estimación espectral que se somete a un umbral a través de un medio 10 de comparación adecuado para picos espectrales. No se utilizan reglas 11 de decisión para revisar los diversos picos espectrales.

Los cambios importantes con respecto al receptor digital de RF genérico de la Figura 1 a la Figura 3 son la eliminación del medio 6 de función de ventana, la eliminación del medio 11 de reglas de decisión y la inserción del medio 13 de SVA, que en una forma de la invención está optimizado para el DSP.

20 El medio 13 de SVA aplica eficazmente un algoritmo que selecciona la función de ventana óptima para cada intervalo de frecuencias de la familia de coseno alzado de funciones de ventana. Por lo tanto, es posible lograr al mismo tiempo tanto lóbulos laterales bajos como un lóbulo principal estrecho, reduciendo enormemente la dependencia del medio 11 de reglas de decisión hasta el punto de que éste puede omitirse en la Figura 3. La pérdida de procesamiento que se produce en el sistema de la Figura 3 al utilizar algo diferente de una función de ventana rectangular, medio 6, se recupera también con el uso del medio 13 de SVA.

Para mostrar las optimizaciones de la SVA para el DSP en una forma de la invención, es necesario detallar las matemáticas del algoritmo. El algoritmo de SVA implica dos etapas:

1) Cálculo de parámetros α en cada intervalo de frecuencias según la ecuación:

Ecuación 1

30

$$\alpha = \Re \left\{ \frac{X(k)}{X(k+1) + X(k-1)} \right\}$$

2) Aplicación de los parámetros α a cada intervalo de frecuencias según el siguiente conjunto de ecuaciones:

Ecuación 2

$$X_a(k) = \begin{cases} X(k), & fo \text{ para } < 0 \\ X(k) - \alpha(X(k+1) + X(k-1)), & fo \text{ para } \leq \alpha \leq \frac{1}{2} \\ X(k) - \frac{1}{2}(X(k+1) + X(k-1)), & fo \text{ para } \cdot \frac{1}{2} \end{cases}$$

La Ecuación 1 expandida en partes real e imaginaria es:

35 Ecuación 3

$$\alpha = \frac{I(k)[I(k+1) + I(k-1)] + Q(k)[Q(k+1) + Q(k-1)]}{[I(k+1) + I(k-1)]^2 + [Q(k+1) + Q(k-1)]^2}$$

A partir de un examen de la Ecuación 3, el divisor es real y positivo y el signo del dividendo determina el signo de α . Si el dividendo es menor o igual que cero, se deduce que α es menor o igual que cero. Por lo tanto, desde la Ecuación 2 no se requieren más operaciones matemáticas en el intervalo de frecuencias procesado.

40 La primera operación que sigue, con la SVA optimizada para el DSP, es calcular el dividendo. Esto se logra en forma de operaciones de multiplicación-acumulación (MACC, por sus siglas en inglés) en la Tabla 1. Se realiza una

comprobación en cuanto a si el bit de signo del dividendo es negativo (mostrado como una prueba de signo en la Tabla 1) o si todos los bits de la palabra son cero (mostrado como una operación de cortocircuito "O" en la Tabla 1). Si cualquiera de estas dos pruebas es verdadera, no se emprende más procesamiento en ese intervalo de frecuencias concreto (es decir que no se calculan la operación de división en la Ecuación 3 ni las operaciones de la Ecuación 2 para ese intervalo de frecuencias). Esto ahorra bien tiempo de computación, bien consumo de energía, dependiendo de si la SVA optimizada para el DSP se implementa como un procedimiento o como un conducto.

5

Tabla 1

Operación MACC	Resultado intermedio en registro
Multiplicación	$I(k)I(k+1)$
Acumulación	$I(k)I(k+1)$
Multiplicación	$I(k)I(k-1)$
Acumulación	$I(k)I(k+1)+I(k)I(k-1)$
Multiplicación	$Q(k)Q(k+1)$
Acumulación	$I(k)I(k+1)+I(k)I(k-1)+Q(k)Q(k+1)$
Multiplicación	$Q(k)Q(k-1)$
Acumulación	$I(k)I(k+1)+I(k)I(k-1)+Q(k)Q(k+1)+Q(k)Q(k-1)$
Operación lógica	Seudocódigo
Prueba de signo O todo ceros	if (bitget (acc_reg,MSB) Short-circuitOR (acc_reg)==0)

En el cálculo del dividendo, se calcula la "suma de los intervalos de frecuencia vecinos". Ésta es la cantidad $X(k+1)+X(k-1) = [I(k+1)+I(k-1)] + i[Q(k+1)+Q(k-1)]$. Esta cantidad se almacena en memoria para un uso posterior.

- 10 Si la prueba en cuanto a si el dividendo es menor o igual que cero en la Tabla 1 regresa falsa, entonces la SVA optimizada para el DSP pasa a sus siguientes operaciones y vuelve a llamar la "suma de los intervalos de frecuencia vecinos". La división real se realiza con el uso del dividendo (que se había calculado y almacenado en acc_reg en la Tabla 1) como sigue:

$$\alpha = \frac{acc_reg}{[I(k+1) + I(k-1)]^2 + [Q(k+1) + Q(k-1)]^2}$$

- 15 Se aplica una prueba al cociente devuelto de la división en cuanto a si es mayor o igual que 1/2. En esta invención, esta prueba se realiza agregando el primer bit fraccionario del cociente a los bits de número entero del cociente y aplicando una operación de cortocircuito O. Si esta prueba se devuelve como verdadera, se realiza una operación de desplazamiento de "barril" una posición hacia la derecha en la "suma de los intervalos de frecuencias vecinos" (desplazamiento indicado en la Tabla 2 como "»"). Una operación de desplazamiento de barril es mucho más sencilla en cuanto a la computación que una multiplicación, lo que permite ahorrar bien tiempo de computación, bien consumo de energía, dependiendo de si la SVA optimizada para el DSP se implementa como un procedimiento o como un conducto.

- 25 Si la prueba en cuanto a si el cociente es mayor o igual que 1/2 se devuelve como falsa, entonces, en esta forma de la invención, los bits fraccionarios (excepto el bit que representa 2⁻¹) del cociente se utilizan para multiplicarlos por las partes real e imaginaria de la "suma de los intervalos de frecuencia vecinos". Después, el resultado de esta multiplicación se resta a las partes real e imaginaria del intervalo de frecuencias que se está comprobando.

Tabla 2

Parte real			
Operación	$\alpha \geq 0,5$ Resultado intermedio	Operación	$0 < \alpha < 0,5$ Resultado intermedio
Desplazamiento	$I(k+1)+I(k-1) \gg 1$	Multiplicación	$\alpha (I(k+1)+I(k-1))$
Resta	$I(k)-(I(k+1)+I(k-1)) \gg 1$	Resta	$I(k)-\alpha (I(k+1)+I(k-1))$
Parte imaginaria			
Desplazamiento	$Q(k+1)+Q(k-1) \gg 1$	Multiplicación	$\alpha (Q(k+1)+Q(k-1))$
Resta	$Q(k)-(Q(k+1)+Q(k-1)) \gg 1$	Resta	$Q(k)-\alpha (Q(k+1)+Q(k-1))$

Como ejemplo de las ventajas en cuanto al rendimiento de detección que la SVA proporciona cuando se utiliza en un papel de detección en un receptor digital de RF, se muestran unos gráficos de característica de funcionamiento del receptor en la Figura 4 y la Figura 5. Estos resultados se obtuvieron de modelos de receptores digitales de RF simulados. Se han obtenido resultados similares de implementaciones de matrices de puertas programables *in situ* (FPGA, por sus siglas en inglés) reales de estos receptores simulados. Ambas figuras se han producido a partir de 100.000 acontecimientos de prueba y comparan el rendimiento del receptor digital de RF convencional de la Figura 1 con el receptor digital de RF que utiliza SVA de la Figura 3. El receptor digital de RF convencional se ha simulado con un medio 6 de función de ventana entre las opciones: ventana de Chebyshev, ventana de Hann o ventana rectangular. Las dos figuras se han producido a partir de dos escenarios diferentes.

La Figura 4 muestra los resultados de los receptores digitales de RF intentando detectar un solo tono de frecuencia aleatoria. La Figura 5 muestra los resultados de los receptores digitales de RF intentando detectar un tono de frecuencia aleatorio más débil en presencia de un tono de frecuencia aleatorio más fuerte. Los tonos más débil y más fuerte estaban próximos en frecuencia y estaban separados por una separación nominal entre frecuencias equivalente a dos intervalos de frecuencias de DFT. Sin embargo, la separación exacta variaba, porque las frecuencias se elegían al azar en una gama de intervalos de frecuencia. En la Figura 4, RSR_{salida} se refiere a la relación señal-ruido en la salida del bloque de DFT y, en la Figura 5, RSI_{salida} se refiere a la relación señal-interferencia en la salida del bloque de DFT. P_d significa probabilidad de detección en ambas figuras. La probabilidad de falsa alarma elegida para las simulaciones fue de 0,01.

La Figura 4 demuestra que el receptor digital de RF que utilizaba la técnica SVA igualó el rendimiento del receptor digital de RF convencional con ventana rectangular y sobrepasó el rendimiento de los receptores digitales de RF convencionales con ventana de Chebyshev y con ventana de Hann. La Figura 4 muestra que el uso de SVA en un receptor digital de RF pudo igualar el rendimiento de un receptor digital de RF con ventana rectangular. Sólo a partir de este dato, parecería que existe poca ventaja en la utilización de la técnica SVA en relación con la función de ventana rectangular. Sin embargo, este escenario favorece el uso de la ventana rectangular, porque los receptores digitales de RF buscaban sólo detectar una señal y por lo tanto se ignoraron los niveles de los lóbulos laterales.

La Figura 5 muestra que el receptor digital de RF que utilizaba la técnica SVA proporcionó el mejor rendimiento de detección. Durante la detección de una señal muy próxima en frecuencia a otra señal se vuelven importantes muchos factores, tales como los niveles de los lóbulos laterales, el ancho del lóbulo principal y la pérdida de procesamiento. Dado que la técnica SVA optimiza todos estos factores, el receptor digital de RF que utilizaba la SVA proporcionó el mejor rendimiento para este escenario.

A partir de estos dos escenarios ejemplares, el uso del receptor digital de RF de la Figura 3 que incorpora SVA en su flujo de datos tiene como resultado una detección optimizada.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema de receptor digital de radiofrecuencia (RF) para detectar señales de RF, que comprende:

un receptor digital de RF que incluye un medio de transformada discreta de Fourier (DFT), sirviendo el sistema de receptor digital para tomar decisiones de detección sobre una señal de RF recibida mediante una antena sobre la base de una estimación espectral formada a partir de una salida del medio de DFT; estando el sistema de receptor digital **caracterizado por que**

el receptor digital de RF está configurado para:

a) muestrear la señal de RF para proporcionar una secuencia de ventanas de captura de datos;

b) procesar las ventanas de captura de datos con una transformada discreta de Fourier (DFT);

c) aplicar una apodización variable en el espacio (SVA) configurada para realizar un procesamiento digital de señales (DSP) en la salida compleja de los datos de la transformada de Fourier, para obtener una estimación espectral, en donde aplicar la SVA incluye:

(c1) calcular parámetros α en cada intervalo de frecuencias según la ecuación siguiente:

$$\alpha = \Re \left\{ \frac{X(k)}{X(k+1) + X(k-1)} \right\} \quad \text{donde } k \text{ es un número entero que representa el intervalo de frecuencias}$$

(c2) aplicar los parámetros calculados a cada intervalo de frecuencias según

$$X_a(k) = \begin{cases} X(k), & \text{for } \alpha < 0 \text{ para} \\ X(k) - \alpha(X(k+1) + X(k-1)), & \text{for } \{0 \leq \alpha < \frac{1}{2}\} \text{ para} \\ X(k) - \frac{1}{2}(X(k+1) + X(k-1)), & \text{for } \alpha > \frac{1}{2} \text{ para} \end{cases}$$

y

(d) realizar detecciones en la estimación espectral.

2. Un sistema de receptor digital de RF según la reivindicación 1, en donde, mediante una activación de la SVA, el receptor digital de RF está configurado para repercutir en la estimación espectral minimizando la fuga espectral de lóbulos laterales mientras mantiene al mismo tiempo una resolución de frecuencia de una función de ventana rectangular.

3. Un sistema de receptor digital de RF según la reivindicación 1 o 2, en donde, para activar la SVA, el receptor digital de RF está configurado para realizar un procesamiento digital de señales (DSP) para repercutir en el tiempo de computación o el consumo de energía, dependiendo de si la SVA se implementa como un procedimiento o como un conducto.

4. Un receptor digital de RF según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde aplicar los parámetros calculados a cada intervalo de frecuencias incluye calcular el dividendo, en donde si el dividendo es negativo o si todos los bits del dividendo son cero no se realiza más procesamiento en un intervalo de frecuencias respectivo.

5. Un sistema de receptor digital de RF según la reivindicación 3, en el que el DSP del sistema de receptor digital está configurado para repercutir en la estimación espectral minimizando la fuga espectral de lóbulos laterales mientras mantiene al mismo tiempo una resolución de frecuencia de una función de ventana rectangular.

6. Un método para detectar radiofrecuencias, que comprende: en un receptor digital de RF:

a) muestrear la señal de RF recibida para proporcionar una secuencia de ventanas de captura de datos;

b) procesar las ventanas de captura de datos con una transformada discreta de Fourier (DFT);

c) aplicar una apodización variable en el espacio (SVA) configurada para realizar un procesamiento digital de señales (DSP) en la salida compleja de los datos de la transformada de Fourier, para obtener una estimación espectral, en donde aplicar la SVA incluye:

calcular parámetros α en cada intervalo de frecuencias según la ecuación siguiente:

$$\alpha = \Re \left\{ \frac{X(k)}{X(k+1) + X(k-1)} \right\}$$

donde k es un número entero que representa el intervalo de frecuencias, aplicando los parámetros calculados a cada intervalo de frecuencias según

$$X_a(k) = \begin{cases} X(k), & \text{for } \alpha < \frac{1}{2} \text{ para} \\ X(k) - \alpha(X(k+1) + X(k-1)), & \text{for } \{0 \leq \alpha \leq \frac{1}{2}\} \text{ para} \\ X(k) - \frac{1}{2}(X(k+1) + X(k-1)), & \text{for } \alpha > \frac{1}{2} \text{ para} \end{cases}$$

5 y

(d) realizar detecciones en la estimación espectral.

7. Un método según la reivindicación 7, en el que la SVA está configurada para un procesamiento digital de señales (DSP), comprendiendo el método, para cada intervalo de frecuencias en una salida de una DFT:

10 a) calcular expresiones $I(k+1) + I(k-1)$ y $Q(k+1) + Q(k-1)$ para formar palabras de coma fija, y almacenar copias de las palabras, temporalmente, en la memoria;

b) calcular, sobre la base de las palabras de coma fija,

$I(k) [I(k+1) + I(k-1)] + Q(k) [Q(k+1) + Q(k-1)]$ con operaciones de multiplicación-acumulación (MACC) para formar otra palabra de coma fija;

c) aplicar una prueba de signo y una prueba de operación de cortocircuito O a bits de la otra palabra de coma fija; y

15 d) terminar el procesamiento para un intervalo de frecuencias si cualquiera de las dos pruebas se devuelve como verdadera, o de lo contrario calcular una expresión:

$$[I(k+1)+I(k-1)]^2 + [Q(k+1)+Q(k-1)]^2$$

con las operaciones MACC y las palabras de coma fija para formar otra palabra de coma fija más,

20 donde I es una parte real, Q es una parte imaginaria y k es un número entero que representa el intervalo de frecuencias.

8. Un método según la reivindicación 8, que comprende las operaciones adicionales de:

a) dividir una señal utilizando la otra palabra de coma fija como dividendo y la otra palabra de coma fija más como divisor para formar dos palabras: una que contiene bits de número entero y otra que contiene bits fraccionarios;

25 b) agregar el bit fraccionario más significativo de la palabra que contiene bits fraccionarios a la palabra que contiene los bits de número entero para formar una palabra de coma fija combinada;

c) aplicar una prueba en cuanto a si la palabra de coma fija combinada es mayor o igual que 1/2;

d) realizar una operación de desplazamiento de barril una posición a la derecha para las palabras de coma fija para formar palabras resultantes con desplazamiento de barril; y

30 e) restar una palabra resultante respectiva de un intervalo de frecuencias respectivo y terminar el método si la prueba de la palabra de coma fija combinada se devuelve como verdadera; o de lo contrario multiplicar cada palabra que contenga los bits fraccionarios, con el bit más significativo eliminado, por una palabra de coma fija respectiva para producir un producto asociado con cada intervalo de frecuencias respectivo, y restar el producto del intervalo de frecuencias respectivo con operaciones MACC.

35 9. Un método según la reivindicación 8, en el que la salida de señal con SVA aplicada está preparada para un procesamiento digital de señales.

10. Un método según la reivindicación 8, en donde el procesamiento se realiza sin aplicación de una función de ventana, y las detecciones de preformación se realizan sin lógica de reglas de detección.

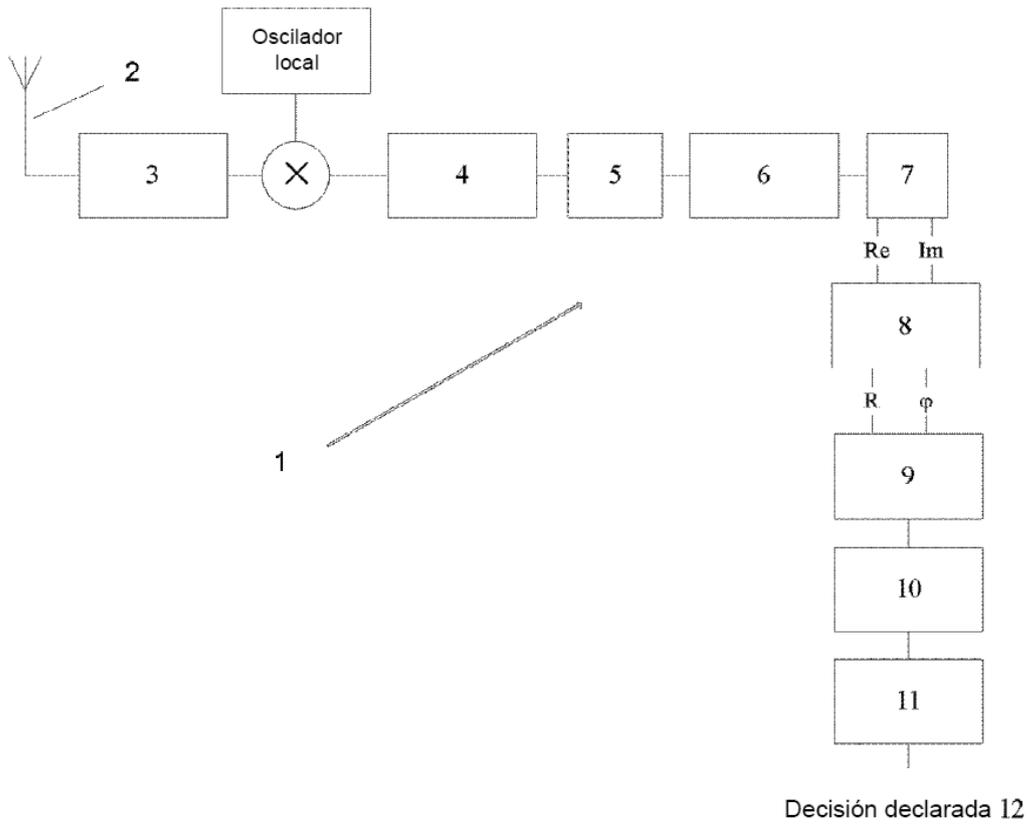


Figura 1

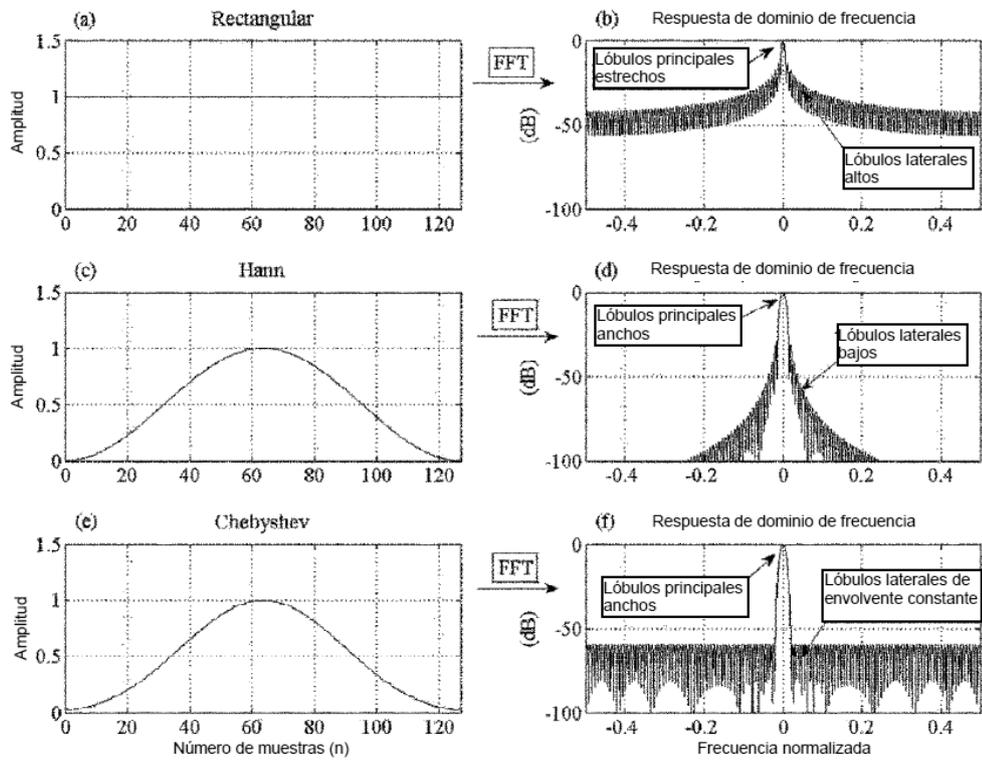


Figura 2

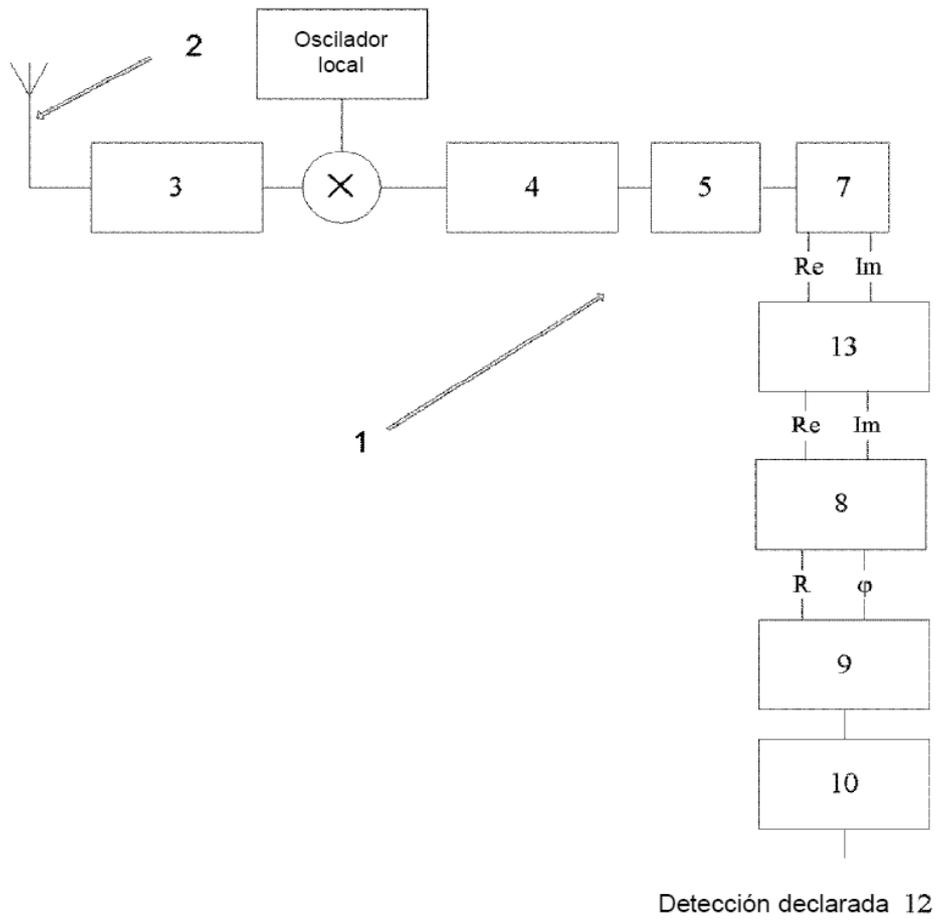


Figura 3

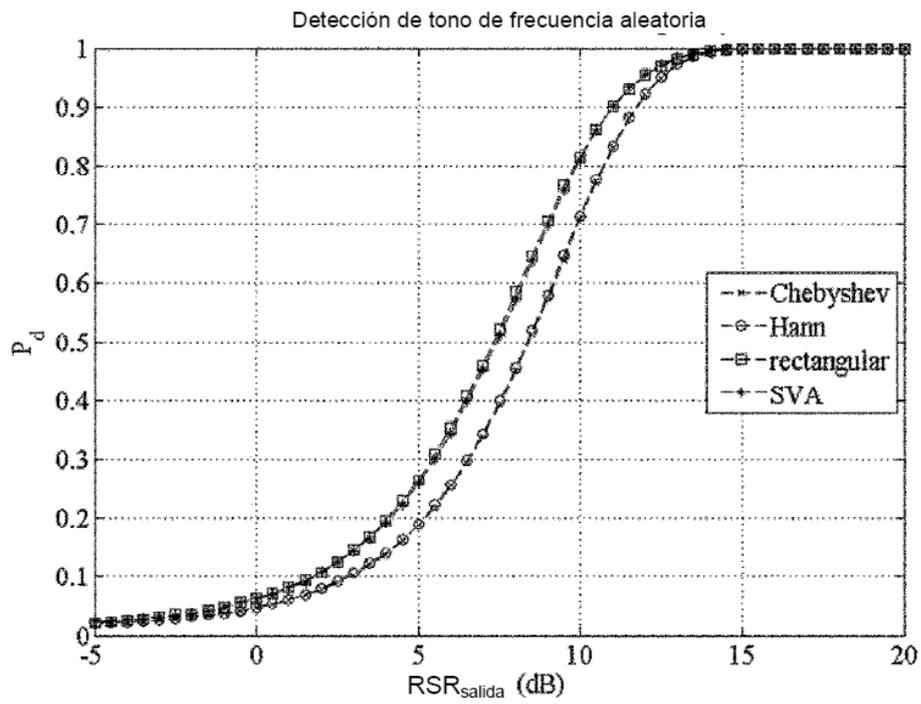


Figura 4

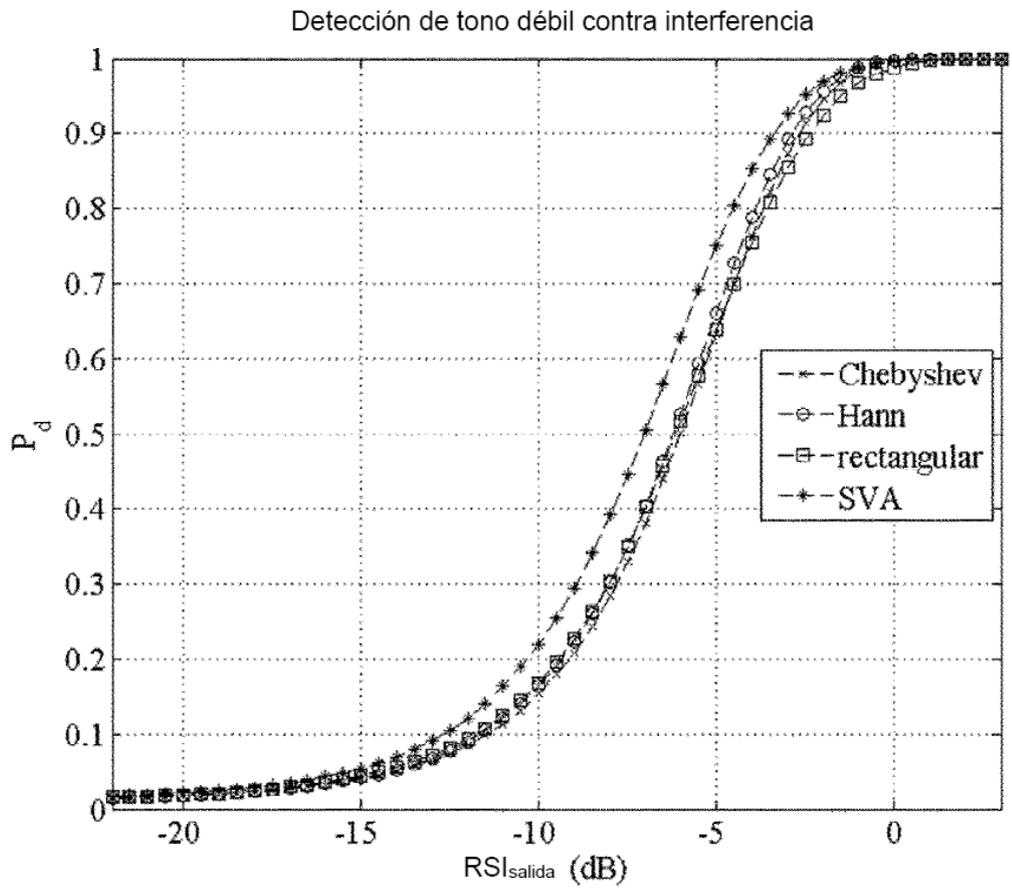


Figura 5